

(12)特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局



(43) 国際公開日  
2005年6月9日 (09.06.2005)

PCT

(10) 国際公開番号  
WO 2005/053141 A1

(51) 国際特許分類<sup>7</sup>:

H02M 3/28

(21) 国際出願番号:

PCT/JP2004/015714

(22) 国際出願日:

2004年10月22日 (22.10.2004)

(25) 国際出願の言語:

日本語

(26) 国際公開の言語:

日本語

(30) 優先権データ:

特願 2003-395492

2003年11月26日 (26.11.2003) JP

(71) 出願人(米国を除く全ての指定国について): サンケン電気株式会社 (SANKEN ELECTRIC CO., LTD.) [JP/JP]; 〒3528666 埼玉県新座市北野3丁目6番3号 Saitama (JP).

(72) 発明者; および

(75) 発明者/出願人(米国についてのみ): 鶴谷 守 (TSURUYA, Mamoru) [JP/JP].

(74) 代理人: 三好 秀和 (MIYOSHI, Hidekazu); 〒1050001 東京都港区虎ノ門1丁目2番3号 虎ノ門第1ビル9階 Tokyo (JP).

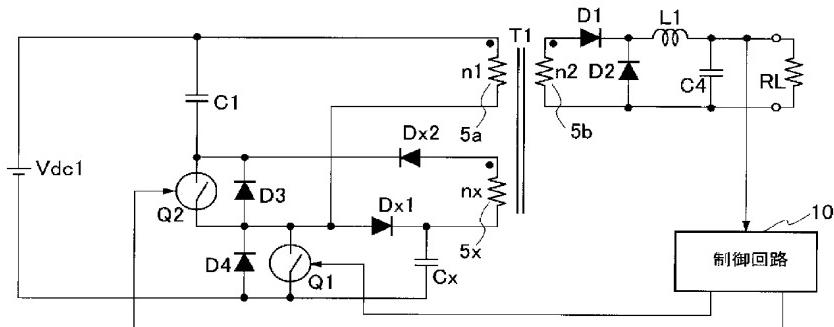
(81) 指定国(表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(84) 指定国(表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE,

/ 続葉有 /

(54) Title: SWITCHING POWER SUPPLY APPARATUS

(54) 発明の名称: スイッチング電源装置



10... CONTROL CIRCUIT

WO 2005/053141 A1

(57) Abstract: The present invention realizes a small-sized transformer and a switch that exhibits a zero voltage switching, thereby achieving a size reduction, an enhanced efficiency and a noise reduction. There are included a series circuit connected across a DC power supply ( $V_{dc1}$ ) and comprising a primary winding (5a) of a transformer (T) and a main switch (Q1); a rectifying/smoothing circuit for rectifying/smoothing a voltage developed across a secondary winding (5b) when the main switch (Q1) is turned on; a series circuit connected across the primary winding (5a) and comprising an auxiliary switch (Q2) and a clamp capacitor (C1); a series circuit connected across the main switch (Q1) and comprising a diode (Dx1) and a snubber capacitor (Cx); a series circuit connected to a junction between the diode (Dx1) and the snubber capacitor (Cx) and to a junction between the auxiliary switch (Q2) and the clamp capacitor (C1) and comprising an auxiliary winding (5x) and a diode (Dx2); and a control circuit (10) for alternately turning on and off the main switch (Q1) and auxiliary switch (Q2). During on-state of the main switch (Q1), the snubber capacitor (Cx) is discharged through the auxiliary winding (5x) into the clamp capacitor (C1). During off-state of the main switch (Q1), the snubber capacitor (Cx) is charged, thereby gentling the slope of a voltage rise of the main switch (Q1).

/ 続葉有 /



IT, LU, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

添付公開書類:  
— 國際調査報告書

---

(57) 要約: トランスの小型化とスイッチのゼロ電圧スイッチングを可能とし、小型、高効率、低ノイズ化する。直流電源 (Vdc1) の両端に接続され、トランス (T) の1次巻線 (5a) と主スイッチ (Q1) との直列回路と、主スイッチ (Q1) がオンした時に2次巻線 (5b) に出力される電圧を整流平滑する整流平滑回路と、1次巻線 (5a) の両端に接続され、補助スイッチ (Q2) とクランプコンデンサ (C1) との直列回路と、主スイッチ (Q1) の両端に接続され、ダイオード (Dx1) とスナバコンデンサ (Cx) との直列回路と、ダイオード (Dx1) とスナバコンデンサ (Cx) との接続点と補助スイッチ (Q2) とクランプコンデンサ (C1) との接続点とに接続され、補助巻線 (5x) とダイオード (Dx2) との直列回路と、主スイッチ (Q1) と補助スイッチ (Q2) とを交互にオン／オフさせる制御回路 (10) とを備え、主スイッチ (Q1) のオン時にスナバコンデンサ (Cx) の電荷を補助巻線 (5x) を介してクランプコンデンサ (C1) に放電し、主スイッチ (Q1) のオフ時にスナバコンデンサ (Cx) に電荷を充電させ主スイッチ (Q1) の電圧上昇の傾きを緩和させる。

## 明 細 書

### スイッチング電源装置

#### 技術分野

[0001] 本発明は、高効率、小型、低ノイズなスイッチング電源装置に関する。

#### 背景技術

[0002] 図1に従来のこの種のスイッチング電源装置の回路構成図を示す(非特許文献1、非特許文献2)。図1に示すスイッチング電源装置において、直流電源Vdc1にトランジストの1次巻線5a(巻数n1)を介してMOSFET(以下、FETと称する。)等からなる主スイッチQ1が接続され、1次巻線5aの両端には、抵抗R2及びコンデンサC2からなる並列回路とこの並列回路に直列に接続されたダイオードD3とが接続されている。主スイッチQ1は、制御回路100のPWM制御によりオン／オフするようになっている。

[0003] また、トランジストの1次巻線5aとトランジストの2次巻線5bとは互いに同相電圧が発生するように巻回されており、トランジストの2次巻線5b(巻数n2)には、ダイオードD1, D2とリアクトルL1とコンデンサC4等からなる整流平滑回路が接続されている。この整流平滑回路は、トランジストの2次巻線5bに誘起された電圧(オン／オフ制御されたパルス電圧)を整流平滑して直流出力を負荷RLに出力する。

[0004] 制御回路100は、図示しない演算増幅器及びフォトカプラを有し、演算増幅器は、負荷RLの出力電圧と基準電圧とを比較し、負荷RLの出力電圧が基準電圧以上となつたときに、主スイッチQ1に印加されるパルスのオン幅を狭くするように制御する。すなわち、負荷RLの出力電圧が基準電圧以上となつたときに、主スイッチQ1のパルスのオン幅を狭くすることで、出力電圧を一定電圧に制御するようになっている。

[0005] 次に、このように構成されたスイッチング電源装置の動作を図2に示すタイミングチャートを参照しながら説明する。なお、図2では、主スイッチQ1の両端間の電圧Q1v、主スイッチQ1に流れる電流Q1i、主スイッチQ1をオン／オフ制御するQ1制御信号を示している。

[0006] まず、時刻t31において、Q1制御信号により主スイッチQ1がオンし、直流電源Vdc

1からトランスTの1次巻線5aを介して主スイッチQ1に電流Q1iが流れる。この電流は、時刻t32まで時間の経過とともに直線的に増大していく。また、1次巻線5aを流れる電流n1iも電流Q1iと同様に時刻t32まで時間の経過とともに直線的に増大していく。

- [0007] なお、時刻t31から時刻t32では、1次巻線5aの主スイッチQ1側が一側になり、且つ1次巻線5aと2次巻線5bとは同相になっているので、ダイオードD1のアノード側が+側になるため、5b→D1→L1→C4→5bと電流が流れる。
- [0008] 次に、時刻t32において、主スイッチQ1は、Q1制御信号により、オン状態からオフ状態に変わる。このとき、トランスTの1次巻線5aの励磁エネルギーと、リーケージインダクタンスLg(2次巻線5bと結合していないインダクタンス)のエネルギーは、2次巻線5bに伝送されないため、ダイオードD3を介してコンデンサC2に蓄えられる。
- [0009] また、時刻t32～時刻t33では、主スイッチQ1がオフであるため、電流Q1i及び1次巻線5aを流れる電流n1iは零になる。なお、時刻t32から時刻t33では、L1→C4→D2→L1で電流が流れ、負荷RLに電力が供給される。
- [0010] このようなスイッチング電源装置によれば、スナバ回路(C2, R2)を挿入し、主スイッチQ1の電圧の時間的な変化を緩やかにすることで、スイッチングノイズを低減できると共に、トランスTのリーケージインダクタンスLgによる主スイッチQ1へのサージ電圧を抑制することができる。
- 非特許文献1:原田耕介著「スイッチング電源 ハンドブック」日刊工業新聞社出版、第2章スイッチング電源の基本回路と設計演習 p. 27 図2. 2
- 非特許文献2:清水和男著「高速スイッチングレギュレータ」総合電子出版社、2. 2. 1他励型コンバータ p30 図2. 5
- ### 発明の開示
- [0011] しかしながら、図1に示すスイッチング電源装置にあっては、コンデンサC2に充電された電荷を抵抗R2によって消費させるため、損失が増大した。この損失は、変換周波数に比例するため、小型化を目的として変換周波数を上昇させた場合には、損失が増大し、効率が低下する欠点があった。
- [0012] また、トランスTの1次巻線5aに流れるトランス励磁電流は、図4に示すように、主ス

イッチQ1がオン時には直線的に正の値で増加していき、主スイッチQ1がオフ時には直線的に減少してゼロになる。即ち、トランストの磁束は、図3に示すように、B-Hカーブの第1象限のみを使用するため、トランストのコアの利用率が低く、トランストが大型化していた。

- [0013] 本発明は、トランスの小型化とスイッチのゼロ電圧スイッチングを可能とし、小型、高効率、低ノイズ化することができるスイッチング電源装置を提供することにある。
- [0014] 本発明は前記課題を解決するために以下の構成とした。請求項1の発明は、直流電源の両端に接続され、トランスの1次巻線と主スイッチとが直列に接続された第1直列回路と、前記主スイッチがオンした時に前記トランスの2次巻線に出力される電圧を整流平滑する整流平滑回路と、前記主スイッチの両端又は前記トランスの1次巻線の両端に接続され、補助スイッチとクランプコンデンサとが直列に接続された第2直列回路と、前記主スイッチの両端に接続され、第1ダイオードとスナバコンデンサとが直列に接続された第3直列回路と、前記第1ダイオードと前記スナバコンデンサとの接続点と前記補助スイッチと前記クランプコンデンサとの接続点とに接続され、前記トランスの補助巻線と第2ダイオードとが直列に接続された第4直列回路と、前記主スイッチと前記補助スイッチとを交互にオン／オフさせる制御回路とを備え、前記主スイッチのオン時に前記スナバコンデンサの電荷を前記補助巻線を介して前記クランプコンデンサに放電し、前記主スイッチのオフ時に前記スナバコンデンサに電荷を充電させ前記主スイッチの電圧上昇の傾きを緩和させることを特徴とする。
- [0015] 請求項2の発明では、前記制御回路は、前記補助スイッチをオンさせて前記トランスのコアを飽和させ励磁電流が増大した時に、前記補助スイッチをオフさせて前記主スイッチをゼロ電圧スイッチングさせることを特徴とする。
- [0016] 請求項3の発明では、前記整流平滑回路は、前記トランスの2次巻線と3次巻線との第5直列回路と、この第5直列回路の両端に接続された第1整流ダイオードと平滑コンデンサとの第6直列回路と、前記第2次巻線と前記3次巻線との接続点と前記第1整流ダイオードと前記平滑コンデンサとの接続点とに接続された第2整流ダイオードとを有することを特徴とする。
- [0017] 請求項4の発明では、前記トランスのコアには前記トランスの1次巻線と前記2次巻

線とがリーケージインダクタンスをもつように巻回され、前記トランスの1次巻線と前記3次巻線とが前記1次巻線と前記2次巻線とのリーケージインダクタンスより小さいリーケージインダクタンスをもつように巻回され、前記トランスの1次巻線と前記補助巻線とが前記1次巻線と前記2次巻線とのリーケージインダクタンスより小さく前記1次巻線と前記3次巻線とのリーケージインダクタンスより大きいリーケージインダクタンスをもつように巻回されてなることを特徴とする。

- [0018] 請求項5の発明では、前記トランスのコアの磁路の一部に断面積の少ない部分を設けたことを特徴とする。
- [0019] 請求項6の発明では、直流電源の両端に接続され、トランスの1次巻線と主スイッチとが直列に接続された第1直列回路と、前記主スイッチがオフした時に前記トランスの2次巻線に出力される電圧を整流平滑する整流平滑回路と、前記主スイッチの両端又は前記トランスの1次巻線の両端に接続され、補助スイッチとクランプコンデンサとが直列に接続された第2直列回路と、前記主スイッチの両端に接続され、第1ダイオードとスナバコンデンサとが直列に接続された第3直列回路と、前記第1ダイオードと前記スナバコンデンサとの接続点と前記補助スイッチと前記クランプコンデンサとの接続点とに接続され、前記トランスの補助巻線と第2ダイオードとが直列に接続された第4直列回路と、前記主スイッチと前記補助スイッチとを交互にオン／オフさせる制御回路とを備え、前記主スイッチのオン時に前記スナバコンデンサの電荷を、前記補助巻線を介して前記クランプコンデンサに放電し、前記補助スイッチのオン時に前記クランプコンデンサの電荷を、前記2次巻線を介して前記整流平滑回路に放電し、前記主スイッチのオフ時に前記スナバコンデンサに電荷を充電させ前記主スイッチの電圧上昇の傾きを緩和させることを特徴とする。
- [0020] 請求項7の発明では、前記整流平滑回路は、前記トランスの2次巻線の両端に接続された整流ダイオードと平滑コンデンサとの直列回路を有することを特徴とする。
- [0021] 請求項8の発明では、前記トランスのコアには前記トランスの1次巻線と前記2次巻線とがリーケージインダクタンスをもつように巻回され、前記トランスの1次巻線と前記補助巻線とが前記1次巻線と前記2次巻線とのリーケージインダクタンスより大きいリーケージインダクタンスをもつように巻回されてなることを特徴とする。

[0022] 以上説明したように、本発明によれば、ゼロ電圧スイッチングを達成でき、共振作用により電圧の立ち上がり、立下がりも緩やかとなり、低ノイズ、高効率なスイッチング電源装置を提供することができる。

[0023] また、トランスのコアの磁束利用率が向上し、トランスを小型化することができる。また、スナバコンデンサの容量を調整することにより、主スイッチのオフ時の電圧上昇の傾きを緩和でき、トランスのコアの磁束利用率も調整でき、スナバコンデンサのエネルギーは出力に放出されるため、低ノイズ、小型化及び高効率化できる。

#### 図面の簡単な説明

[0024] [図1]図1は、従来のスイッチング電源装置を示す回路構成図である。

[図2]図2は、従来のスイッチング電源装置の各部における信号のタイミングチャートである。

[図3]図3は、従来のスイッチング電源装置に設けられたトランスのB-H特性を示す図である。

[図4]図4は、従来のスイッチング電源装置に設けられたトランスの励磁電流のタイミングチャートである。

[図5]図5は、実施例1のスイッチング電源装置を示す回路構成図である。

[図6]図6は、実施例1のスイッチング電源装置の各部における信号のタイミングチャートである。

[図7]図7は、実施例1のスイッチング電源装置のスイッチQ1のターンオン時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。

[図8]図8は、実施例1のスイッチング電源装置のスイッチQ1のターンオフ時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。

[図9]図9は、実施例1のスイッチング電源装置のスイッチQ1のターンオフ時においてスナバコンデンサCxの大きさに応じて立ち上がり時間が変化する様子を示す図である。

[図10]図10は、実施例1のスイッチング電源装置のコア $\mu$ が低いトランスのB-H特性を示す図である。

[図11]図11は、実施例1のスイッチング電源装置のコア $\mu$ が高いトランスのB-H特性

を示す図である。

[図12]図12は、実施例1のスイッチング電源装置に設けられたトランスに流れる電流のタイミングチャートである。

[図13]図13は、実施例2のスイッチング電源装置を示す回路構成図である。

[図14]図14は、実施例2のスイッチング電源装置に設けられたトランスの構造図である。

[図15]図15は、実施例3のスイッチング電源装置を示す回路構成図である。

[図16]図16は、実施例3のスイッチング電源装置に設けられたトランスの構造図である。

[図17]図17は、実施例3のスイッチング電源装置の各部における信号のタイミングチャートである。

[図18]図18は、実施例3のスイッチング電源装置のスイッチQ1のターンオン時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。

[図19]図19は、実施例3のスイッチング電源装置のスイッチQ1のターンオフ時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。

### 発明を実施するための最良の形態

[0025] 以下、本発明に係るスイッチング電源装置の実施の形態を、図面を参照して詳細に説明する。

#### 実施例 1

[0026] 実施例1のスイッチング電源装置は、トランスに補助巻線を設け、主スイッチをオンした時にダイオードを介して接続されたスナバコンデンサの電荷を、補助巻線を介してクランプコンデンサに放電し、主スイッチをオフした時にスナバコンデンサを充電することにより、主スイッチのオフ時の電圧上昇の傾きを緩やかにすると共に、クランプコンデンサに直列に接続された補助スイッチをオンすることにより、トランスの磁束をマイナス側に偏磁させ、磁束の変化範囲を拡大するとともに励磁電流が増大した時に、補助スイッチをオフさせて主スイッチをゼロ電圧スイッチング(ZVS)させることにより、スイッチのZVSを確立させ、高効率で低ノイズ化すると共にトランスを小型化することを特徴とする。

- [0027] 図5は実施例1のスイッチング電源装置の回路構成図である。図5に示すスイッチング電源装置において、直流電源Vdc1の両端にはトランジスタT1の1次巻線5a(巻数n1)とFETからなるスイッチQ1(主スイッチ)との直列回路が接続されている。スイッチQ1の両端にはダイオードD4が並列に接続されている。
- [0028] トランジスタT1の1次巻線5aの一端とスイッチQ1の一端との接続点にはFETからなるスイッチQ2(補助スイッチ)の一端が接続され、スイッチQ2の他端はクランプコンデンサC1を介して直流電源Vdc1の正極に接続されている。なお、スイッチQ2の他端はクランプコンデンサC1を介して直流電源Vdc1の負極に接続されていてもよい。
- [0029] スイッチQ1の両端にはダイオードDx1とスナバコンデンサCxとの直列回路が接続されている。ダイオードDx1とコンデンサCxとの接続点とスイッチQ2とクランプコンデンサC1との接続点とには、トランジスタT1の補助巻線5x(巻数nx)とダイオードDx2との直列回路が接続されている。トランジスタT1の補助巻線5xは、スイッチQ1がオン時にコンデンサCxに蓄えられたエネルギーをクランプコンデンサC1に放出するようになっている。コンデンサCxの容量を調整することにより、スイッチQ1のオフ時にスイッチQ1の電圧上昇の傾きを緩和させるようになっている。
- [0030] スイッチQ2の両端にはダイオードD3が並列に接続されている。また、ダイオードD4は、スイッチQ1の寄生ダイオードであってもよく、ダイオードD3はスイッチQ2の寄生ダイオードであってもよい。スイッチQ1, Q2は、共にオフとなる期間(デッドタイム)を有し、制御回路10のPWM制御により交互にオン／オフする。
- [0031] トランジスタT1のコアには、1次巻線5aとこの巻線に対して同相の2次巻線5b(巻数n2)とが巻回されており、2次巻線5bの一端はダイオードD1のアノードに接続され、ダイオードD1のカソードと2次巻線5bの他端とはダイオードD2に接続されている。ダイオードD2の両端にはリアクトルL1とコンデンサC4との直列回路が接続されている。ダイオードD1とダイオードD2とコンデンサC4とリアクトルL1とで整流平滑回路を構成する。このコンデンサC4は直流出力を負荷RLに出力する。
- [0032] 制御回路10は、スイッチQ1とスイッチQ2とを交互にオン／オフ制御し、負荷RLの出力電圧が基準電圧以上となったときに、スイッチQ1に印加されるパルスのオン幅を狭くし、スイッチQ2に印加されるパルスのオン幅を広くするように制御する。すなわ

ち、負荷RLの出力電圧が基準電圧以上となつたときに、スイッチQ1のパルスのオシ幅を狭くすることで、出力電圧を一定電圧に制御するようになっている。

- [0033] また、トランスT1の1次巻線5aには、通常大きさの等しい交流電流が流れるため、磁束は、B-Hカーブ上のゼロを中心にして、第1象限と第3象限とに等しく増減する。しかし、回路には損失を伴うため、磁束は完全に対称とはならず、第1象限が主体となる。
- [0034] このため、実施例1のトランスT1は、コアの透磁率 $\mu$ を高くすることにより、図11に示すように一定の正磁界Hに対して磁束B(正確にはBは磁束密度であり、磁束 $\phi = B \cdot S$ で、Sはコアの断面積であるが、ここではS=1とし、 $\phi = B$ とした。)がBmで飽和し、一定の負磁界Hに対して磁束Bが-Bmで飽和するようになっている。磁界Hは電流iの大きさに比例して発生する。このトランスT1では、B-Hカーブ上を磁束BがBa→Bb→Bc→Bd→Be→Bf→Bgと移動し、磁束の動作範囲が広範囲となっている。B-Hカーブ上のBa-Bb間及びBf-Bg間は飽和状態である。
- [0035] なお、図10では、コアの透磁率 $\mu$ が低い場合のB-Hカーブを示しているが、コアの透磁率 $\mu$ が低い場合には、コアが飽和していない。
- [0036] 次にこのように構成された実施例1のスイッチング電源装置の動作を図6乃至図9、図12に示すタイミングチャートを参照しながら説明する。図6は実施例1のスイッチング電源装置の各部における信号のタイミングチャートである。図7は実施例1のスイッチング電源装置のスイッチQ1のターンオン時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。図8は実施例1のスイッチング電源装置のスイッチQ1のターンオフ時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。
- [0037] なお、図6乃至図8では、スイッチQ1の両端間の電圧Q1v、スイッチQ1に流れる電流Q1i、スイッチQ2の両端間の電圧Q2v、スイッチQ2に流れる電流Q2i、コンデンサCxの両端間の電圧C xvを示している。
- [0038] まず、時刻t1(時刻t11→t12に対応)において、スイッチQ1をオンさせると、Vdc1→5a→Q1→Vdc1で電流が流れる。また、この時刻に、トランスT1の2次巻線5bにも電圧が発生し、5b→D1→L1→C4→5bで電流が流れる。また、スイッチQ1をオフさせた時に、L1→C4→D2→L1で電流が流れ、負荷RLに電力を供給する。

- [0039] また、スイッチQ1がオンした時、トランスT1の1次巻線5aに電流n1iが流れ、トランスT1の励磁インダクタンスにエネルギーが蓄えられる。この電流n1iは、図12に示すように、時刻t1で電流値a(負値)、時刻t1bで電流値b(負値)、時刻t13で電流値c(ゼロ)、時刻t2で電流値d(正値)へと変化していく。図11に示すB-Hカーブ上では、磁束は、 $B_a \rightarrow B_b \rightarrow B_c \rightarrow B_d$ へと変化していく。なお、図11に示す $B_a \sim B_g$ と図12に示すa～gとは対応している。
- [0040] また、このとき、コンデンサCxは、スイッチQ1の最大電圧に充電されていて、補助巻線5xには、この電圧と加えられる極性により電圧が誘起されるため、コンデンサCxの電荷は、 $C_x \rightarrow 5x \rightarrow D_{x2} \rightarrow C_1 \rightarrow V_{dc1} \rightarrow C_x$ で電流が流れ、コンデンサCxの電荷は、全てクランプコンデンサC1に移動し、コンデンサCxの電圧 $C_{xv}$ はゼロとなる。このときのコンデンサCxの電流波形は、トランスT1の1次巻線5aと補助巻線5xとの間のリーケージインダクタンスとコンデンサCxとの共振周波数で決定される。
- [0041] 次に、時刻t2(t21～t24)において、スイッチQ1をオフさせると、トランスT1の励磁インダクタンスに蓄えられたエネルギーによりダイオードDx1を介してコンデンサCxが充電される。このとき、トランスT1の1次巻線5aと補助巻線5xとの間のリーケージインダクタンスとコンデンサCxとにより電圧共振が形成されて、スイッチQ1の電圧 $Q_{1v}$ が上昇する。
- [0042] そして、コンデンサCxの電位がクランプコンデンサC1の電位と同電位となったとき、ダイオードD3が導通し、ダイオード電流が流れ、クランプコンデンサC1が充電されていく。また、このとき、スイッチQ2をオンさせることにより、スイッチQ2は、ゼロ電圧スイッチとなる。なお、電流n1iは、時刻t2から時刻t20において、電流値d(正値)から電流値e(ゼロ)に変化する。図11に示すB-Hカーブ上では、磁束は、 $B_d \rightarrow B_e$ へと変化する。
- [0043] また、トランスT1の励磁インダクタンスのエネルギーの放出が完了すると、時刻t20～時刻t3において、クランプコンデンサC1に蓄えられた電荷は、 $C_1 \rightarrow Q_2 \rightarrow 5a \rightarrow C_1$ に流れ、トランスT1の磁束をリセットする。
- [0044] 時刻t20～時刻t3においては、クランプコンデンサC1に蓄えられたエネルギーがトランスT1の1次巻線5aに帰還されるので、電流n1iは、図12に示すように負値となる

。電流n1iは、時刻t20ー時刻t2aにおいては、電流値e(ゼロ)から電流値f(負値)に変化する。図11に示すB-Hカーブ上では、磁束は、Be→Bfへと変化していく。なお、時刻t2から時刻t20における面積Sと時刻t20ー時刻t2aにおける面積Sとは等しい。この面積SはクランプコンデンサC1に蓄えられたトランスト1のエネルギーに相当する。

[0045] 次に、電流n1iは、時刻t2aー時刻t3においては、電流値f(負値)から電流値g(負値)に変化する。図11に示すB-Hカーブ上では、磁束は、Bf→Bgへと変化していく。時刻t2aー時刻t3における面積Eは、クランプコンデンサC1に蓄えられたコンデンサCxのエネルギーに相当する。

[0046] 即ち、クランプコンデンサC1に蓄えられたエネルギーは、トランスト1のエネルギーとコンデンサCxのエネルギーとを合わせたものであるため、電流n1iは、リセット時にコンデンサCxから供給されるエネルギー一分だけ多くなるので、磁束は第3象限に移動して、飽和領域(Bf-Bg)に達し、電流n1iが増大し、時刻t3(時刻t1も同様)で最大となる。電流n1iは、スイッチQ2のオン期間の終了間際で増大しており、トランスト1の飽和時の電流である。

[0047] また、この時刻t3には、スイッチQ2の電流Q2iも最大となる。この時刻に、スイッチQ2をオフさせることにより、スイッチQ1の電圧Q1vは急速に低下してゼロとなる。このとき、スイッチQ1をオンさせることにより、スイッチQ1のZVSを達成できる。

[0048] また、スイッチQ1のZVSを達成するためのスイッチQ2のオフ直前の電流は、スイッチQ1と並列に接続されるコンデンサの容量に依存し、容量が小さいほど電流は小さくてよい。従って、コンデンサの容量を小さく選定するが、容量が小さい場合、スイッチQ1のオフ時の電圧の傾きが増大し、スイッチの損失及びノイズが増大する。このため、スイッチQ1のオン時の並列容量は小さく、スイッチQ1のオフ時の並列容量は大きいのが望ましい。そこで、実施例1では、スイッチQ1のオン時の容量は、小さく設定し(スイッチQ1のドレイン・ソース間の寄生容量でもよい)、スイッチQ1のオフ時にはダイオードDx1を介してコンデンサCxを並列に付加している。

[0049] また、図9に示すように、コンデンサCxの容量を十分に大きくすることにより、スイッチQ1のオフ時のスイッチQ1の電圧上昇の傾き( $dv/dt$ )を緩和させてるので、スイッチ

Q1のノイズ及び損失を低減することができる。

[0050] また、コアの透磁率 $\mu$ を高くし、且つコンデンサCxを大きくすることにより、コンデンサCxのエネルギーをクランプコンデンサC1に移動し、トランスT1の磁束を第3象限側にシフトするため、トランスT1の利用範囲が拡大して電流が増大し、スイッチQ1のZVSを容易に達成できる。特に、トランスT1のコアの飽和領域までいった場合より電流が大きくなり、スイッチQ1のZVS動作が容易になる。

## 実施例 2

[0051] 次に本発明の実施例2のスイッチング電源装置を説明する。図13は実施例2のスイッチング電源装置を示す回路構成図である。図13に示す実施例2のスイッチング電源装置は、図5に示す実施例1のスイッチング電源装置に対して、トランスT2の2次側回路が異なるので、その部分についてのみ説明する。

[0052] トランスT2には、1次巻線5a(巻数n1)と2次巻線5b(巻数n2)と3次巻線5c(巻数n3)と補助巻線5x(巻数nx)が巻回されている。

[0053] トランスT2の2次巻線5bと3次巻線5cとの直列回路の両端には、ダイオードD6とコンデンサC4との直列回路が接続されている。2次巻線5bと3次巻線5cとの接続点とダイオードD6とコンデンサC4との接続点とには、ダイオードD5が接続されている。1次巻線5aと2次巻線5bとは同相に巻回され、1次巻線5aと補助巻線5xとは同相に巻回され、1次巻線5aと3次巻線5cとは逆相に巻回されている。

[0054] トランスT2の2次巻線5bを1次巻線5aと疎結合させ、1次巻線5a及び2次巻線5b間のリーケージインダクタンスにより、トランスT2に直列に接続されるリアクトル(図示せず)を代用している。トランスT2の3次巻線5cを1次巻線5aとやや疎結合させてい

[0055] このように構成された実施例2のスイッチング電源装置の動作を説明する。基本的な動作は、実施例1の動作と同様であり、ここでは、トランスT2の2次側回路の動作を中心で説明する。

[0056] まず、スイッチQ1をオンさせると、Vdcl→5a→Q1→Vdc1で電流が流れる。また、この時刻に、トランスT2の2次巻線5bにも電圧が発生し、5b→D5→C4→5bで電流が流れる。このため、ダイオードD5の電流が直線的に増大する。

- [0057] 次に、スイッチQ1をオフさせると、トランスT2の1次巻線5a及び2次巻線5b間のリーケージインダクタンスに蓄えられたエネルギーは、トランスT2を介して2次側に還流される。2次側では、トランスT2の3次巻線5cに電圧が誘起されるため、5c→D6→C4→5b→5cと電流が流れる。このため、ダイオードD6に電流が流れる。
- [0058] このように、トランスT2の1次巻線5aに直列に接続されるインダクタンスの値を大きくし、スイッチQ1がオン時に蓄えられるエネルギーを、トランスT2を介して2次側に還流するため、効率が良くなる。また、ダイオードD5及びダイオードD6により、スイッチQ1のオン、オフ期間に2次側電流が流れ連続的となる。このため、コンデンサC4のリップル電流も減少する。
- [0059] 図14は実施例2のスイッチング電源装置に設けられたトランスの構造図である。図14に示すトランスT2は、日の字型のコア30を有し、コア30のコア部30aには、1次巻線5aと3次巻線5cとが近接して巻回されている。これにより、1次及び3次巻線間にわずかなリーケージインダクタンスを持たせている。また、コア30にはパスコア30cとギャップ31が形成され、外周コアには2次巻線5bが巻回されている。なお、補助巻線5xは1次巻線5aに近接して巻回されている。即ち、パスコア30cにより、1次巻線5aと2次巻線5bを疎結合させることにより、リーケージインダクタンスを大きくしている。
- [0060] トランスT2のコア30にはトランスT2の1次巻線5aと2次巻線5bとがリーケージインダクタンスをもつように巻回され、トランスT2の1次巻線5aと3次巻線5cとが1次巻線5aと2次巻線5bとのリーケージインダクタンスより小さいリーケージインダクタンスをもつように巻回され、トランスT2の1次巻線5aと補助巻線5xとが1次巻線5aと2次巻線5bとのリーケージインダクタンスより小さく1次巻線5aと3次巻線5cとのリーケージインダクタンスより大きいリーケージインダクタンスをもつように巻回されてなる。
- [0061] また、外周コア上で且つ1次巻線5aと2次巻線5bとの間に、凹部30bが2箇所形成されている。この凹部30bにより、外周コアの磁路の一部の断面積が他の部分よりも狭くなり、その部分のみが飽和するので、コア損失を低減できる。
- [0062] このように、トランスT2のコアの形状と巻線の工夫により、スイッチング電源装置を小型化、低価格化することができる。

### 実施例 3

- [0063] 次に本発明の実施例3のスイッチング電源装置を説明する。図15は実施例3のスイッチング電源装置を示す回路構成図である。図15に示す実施例3のスイッチング電源装置は、図5に示す実施例1のスイッチング電源装置に対して、トランスT3の2次側回路が異なるので、その部分についてのみ説明する。
- [0064] トランスT3のコアには、1次巻線5aとこの巻線に対して逆相の2次巻線5b(巻数n2)とが巻回されており、2次巻線5bの一端はダイオードD1のアノードに接続され、ダイオードD1のカソードと2次巻線5bの他端とはコンデンサC4に接続されている。ダイオードD1とコンデンサC4とで整流平滑回路を構成する。このコンデンサC4はダイオードD1の整流電圧を平滑して直流出力を負荷RLに出力する。
- [0065] 図16は実施例3のスイッチング電源装置に設けられたトランスの構造図である。図16に示すトランスT3は、日の字型のコア40を有し、コア40のコア部40aには、1次巻線5aと補助巻線5xとが近接して巻回されている。これにより、1次及び補助巻線間にリーケージインダクタンスを持たせている。2次巻線5bは、1次巻線5a及び補助巻線5xと同心上に巻回されている。これにより、わずかなリーケージインダクタンスを持たせている。また、コア部40aにはギャップ41が形成されている。
- [0066] トランスT3のコア40にはトランスT3の1次巻線5aと2次巻線5bとがリーケージインダクタンスをもつように巻回され、トランスT3の1次巻線5aと補助巻線5xとが1次巻線5aと2次巻線5bとのリーケージインダクタンスより大きいリーケージインダクタンスをもつように巻回されてなる。
- [0067] このように、トランスT3のコアの形状と巻線の工夫により、スイッチング電源装置を小型化、低価格化することができる。
- [0068] 次にこのように構成された実施例3のスイッチング電源装置の動作を図17乃至図19に示すタイミングチャートを参照しながら説明する。図17は実施例3のスイッチング電源装置の各部における信号のタイミングチャートである。図18は実施例3のスイッチング電源装置のスイッチQ1のターンオン時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。図19は実施例3のスイッチング電源装置のスイッチQ1のターンオフ時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。
- [0069] なお、図17乃至図19では、スイッチQ1の両端間の電圧Q1v、スイッチQ1に流れ

る電流Q1i、スイッチQ2の両端間の電圧Q2v、スイッチQ2に流れる電流Q2i、コンデンサCxに流れる電流Cx i、コンデンサCxの両端間の電圧Cx v、ダイオードD1に流れる電流D1iを示している。

[0070] 図17乃至図19のタイミングチャートは、図6乃至図8のタイミングチャートに略同様であり、トランジストT3の2次側回路の動作のみが異なるので、この部分のみの動作を説明する。

[0071] まず、時刻t1(時刻t11～t14に対応)において、スイッチQ1をオンさせると、Vdcl →5a→Q1→Vdc1で電流が流れる。このとき、ダイオードD1には電流は流れない。

[0072] 次に、時刻t2(t21～t23)において、スイッチQ1をオフさせて、コンデンサCxによりスイッチQ1のオフ時の電圧上昇の傾きを緩和することができる。また、コンデンサCxに蓄えられたエネルギーは、スイッチQ2をオンした時にトランジストT3の2次巻線5bに出力される。このため、ダイオードD1に電流D1iが流れて負荷RLに電力が供給される。

[0073] このように実施例3のスイッチング電源装置においても、実施例1のスイッチング電源装置と効果と同様な得られる。

### 産業上の利用可能性

[0074] 本発明のスイッチング電源装置は、DC-DC変換型の電源回路やAC-DC変換型の電源回路に適用可能である。

## 請求の範囲

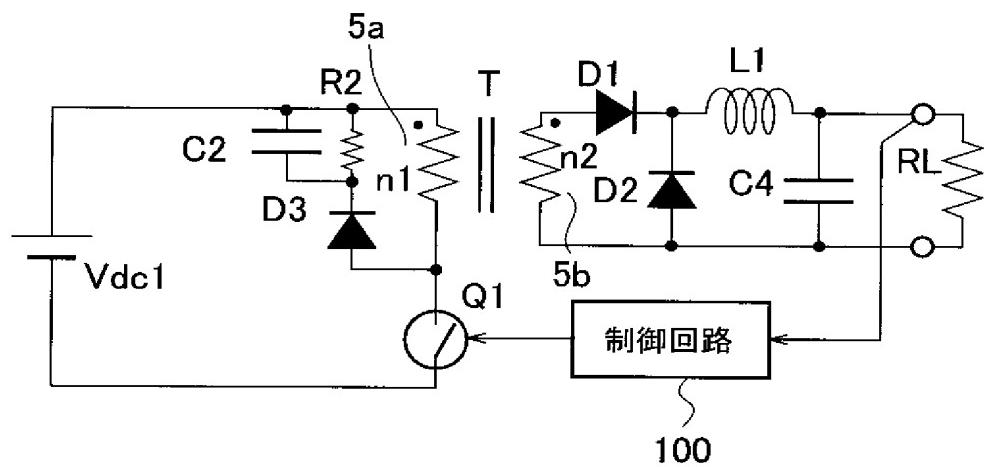
- [1] 直流電源の両端に接続され、トランスの1次巻線と主スイッチとが直列に接続された第1直列回路と、  
前記主スイッチがオンした時に前記トランスの2次巻線に出力される電圧を整流平滑する整流平滑回路と、  
前記主スイッチの両端又は前記トランスの1次巻線の両端に接続され、補助スイッチとクランプコンデンサとが直列に接続された第2直列回路と、  
前記主スイッチの両端に接続され、第1ダイオードとスナバコンデンサとが直列に接続された第3直列回路と、  
前記第1ダイオードと前記スナバコンデンサとの接続点と前記補助スイッチと前記クランプコンデンサとの接続点とに接続され、前記トランスの補助巻線と第2ダイオードとが直列に接続された第4直列回路と、  
前記主スイッチと前記補助スイッチとを交互にオン／オフさせる制御回路とを備え、  
前記主スイッチのオン時に前記スナバコンデンサの電荷を、前記補助巻線を介して前記クランプコンデンサに放電し、前記主スイッチのオフ時に前記スナバコンデンサに電荷を充電させ前記主スイッチの電圧上昇の傾きを緩和させることを特徴とするスイッチング電源装置。
- [2] 前記制御回路は、前記補助スイッチをオンさせて前記トランスのコアを飽和させ励磁電流が増大した時に、前記補助スイッチをオフさせて前記主スイッチをゼロ電圧スイッチングさせることを特徴とする請求項1記載のスイッチング電源装置。
- [3] 前記整流平滑回路は、前記トランスの2次巻線と3次巻線との第5直列回路と、この第5直列回路の両端に接続された第1整流ダイオードと平滑コンデンサとの第6直列回路と、前記2次巻線と前記3次巻線との接続点と前記第1整流ダイオードと前記平滑コンデンサとの接続点とに接続された第2整流ダイオードとを有することを特徴とする請求項1又は請求項2記載のスイッチング電源装置。
- [4] 前記トランスのコアには前記トランスの1次巻線と前記2次巻線とがリーケージインダクタンスをもつように巻回され、前記トランスの1次巻線と前記3次巻線とが前記1次巻線と前記2次巻線とのリーケージインダクタンスより小さいリーケージインダクタンスを

もつように巻回され、前記トランスの1次巻線と前記補助巻線とが前記1次巻線と前記2次巻線とのリーケージインダクタンスより小さく前記1次巻線と前記3次巻線とのリーケージインダクタンスより大きいリーケージインダクタンスをもつように巻回されてなることを特徴とする請求項3記載のスイッチング電源装置。

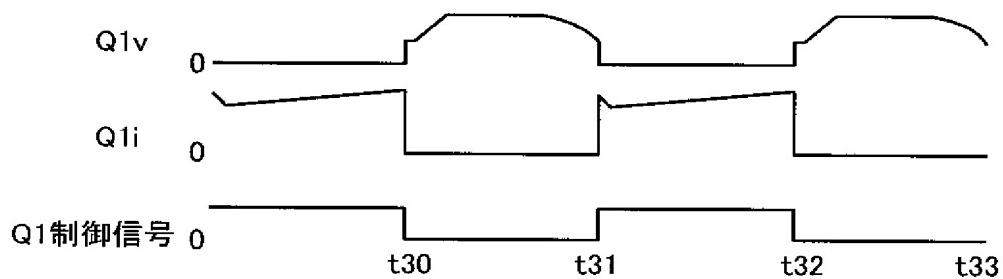
- [5] 前記トランスのコアの磁路の一部に断面積の少ない部分を設けたことを特徴とする請求項4記載のスイッチング電源装置。
- [6] 直流電源の両端に接続され、トランスの1次巻線と主スイッチとが直列に接続された第1直列回路と、  
前記主スイッチがオフした時に前記トランスの2次巻線に出力される電圧を整流平滑する整流平滑回路と、  
前記主スイッチの両端又は前記トランスの1次巻線の両端に接続され、補助スイッチとクランプコンデンサとが直列に接続された第2直列回路と、  
前記主スイッチの両端に接続され、第1ダイオードとスナバコンデンサとが直列に接続された第3直列回路と、  
前記第1ダイオードと前記スナバコンデンサとの接続点と前記補助スイッチと前記クランプコンデンサとの接続点とに接続され、前記トランスの補助巻線と第2ダイオードとが直列に接続された第4直列回路と、  
前記主スイッチと前記補助スイッチとを交互にオン／オフさせる制御回路とを備え、  
前記主スイッチのオン時に前記スナバコンデンサの電荷を、前記補助巻線を介して前記クランプコンデンサに放電し、前記補助スイッチのオン時に前記クランプコンデンサの電荷を、前記2次巻線を介して前記整流平滑回路に放電し、前記主スイッチのオフ時に前記スナバコンデンサに電荷を充電させ前記主スイッチの電圧上昇の傾きを緩和させることを特徴とするスイッチング電源装置。
- [7] 前記整流平滑回路は、前記トランスの2次巻線の両端に接続された整流ダイオードと平滑コンデンサとの直列回路を有することを特徴とする請求項6記載のスイッチング電源装置。
- [8] 前記トランスのコアには前記トランスの1次巻線と前記2次巻線とがリーケージインダクタンスをもつように巻回され、前記トランスの1次巻線と前記補助巻線とが前記1次

巻線と前記2次巻線とのリーケージインダクタンスより大きいリーケージインダクタンスをもつように巻回されてなることを特徴とする請求項7記載のスイッチング電源装置。

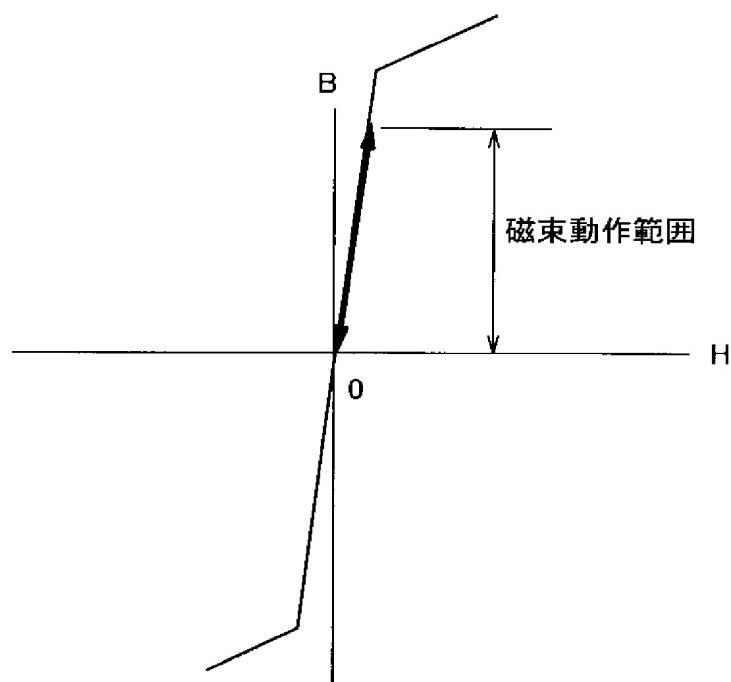
[図1]



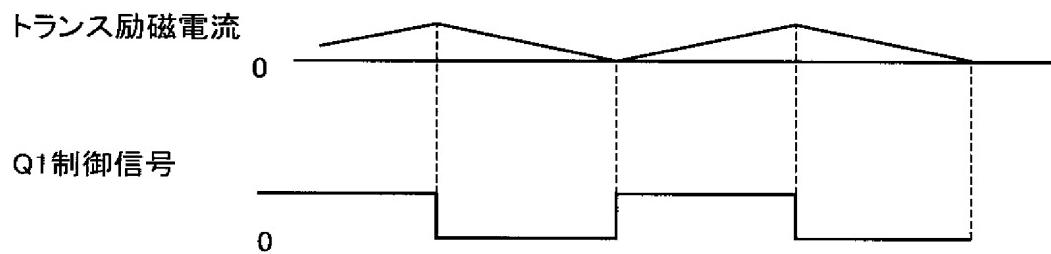
[図2]



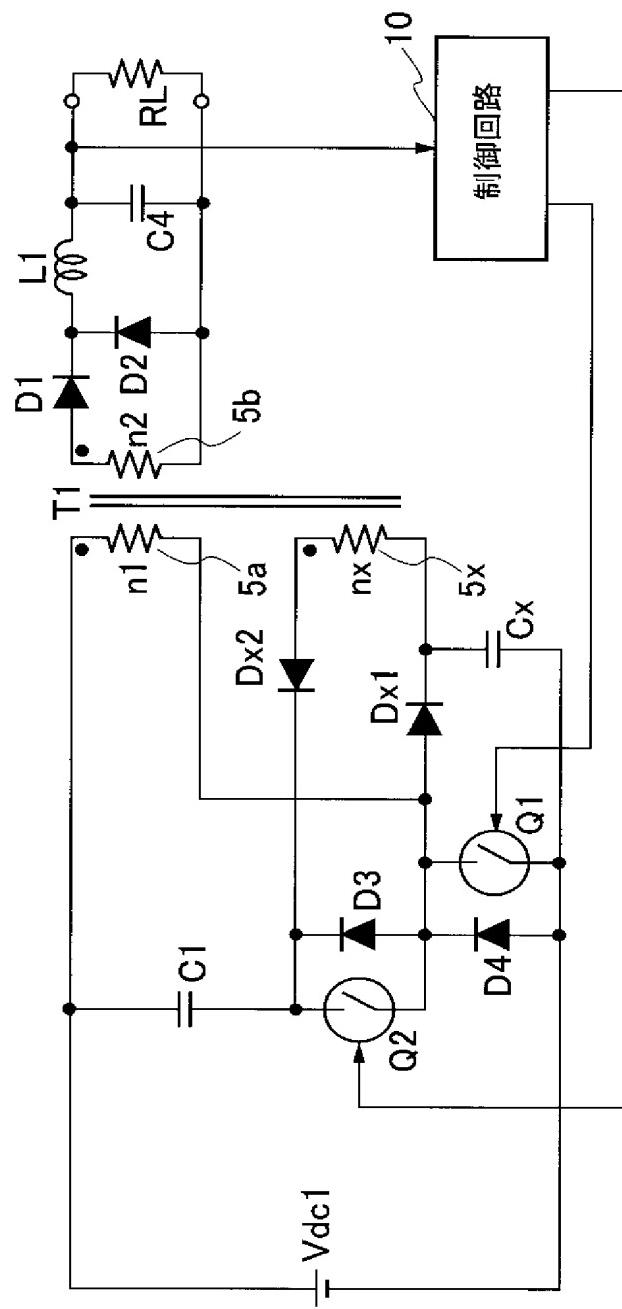
[図3]



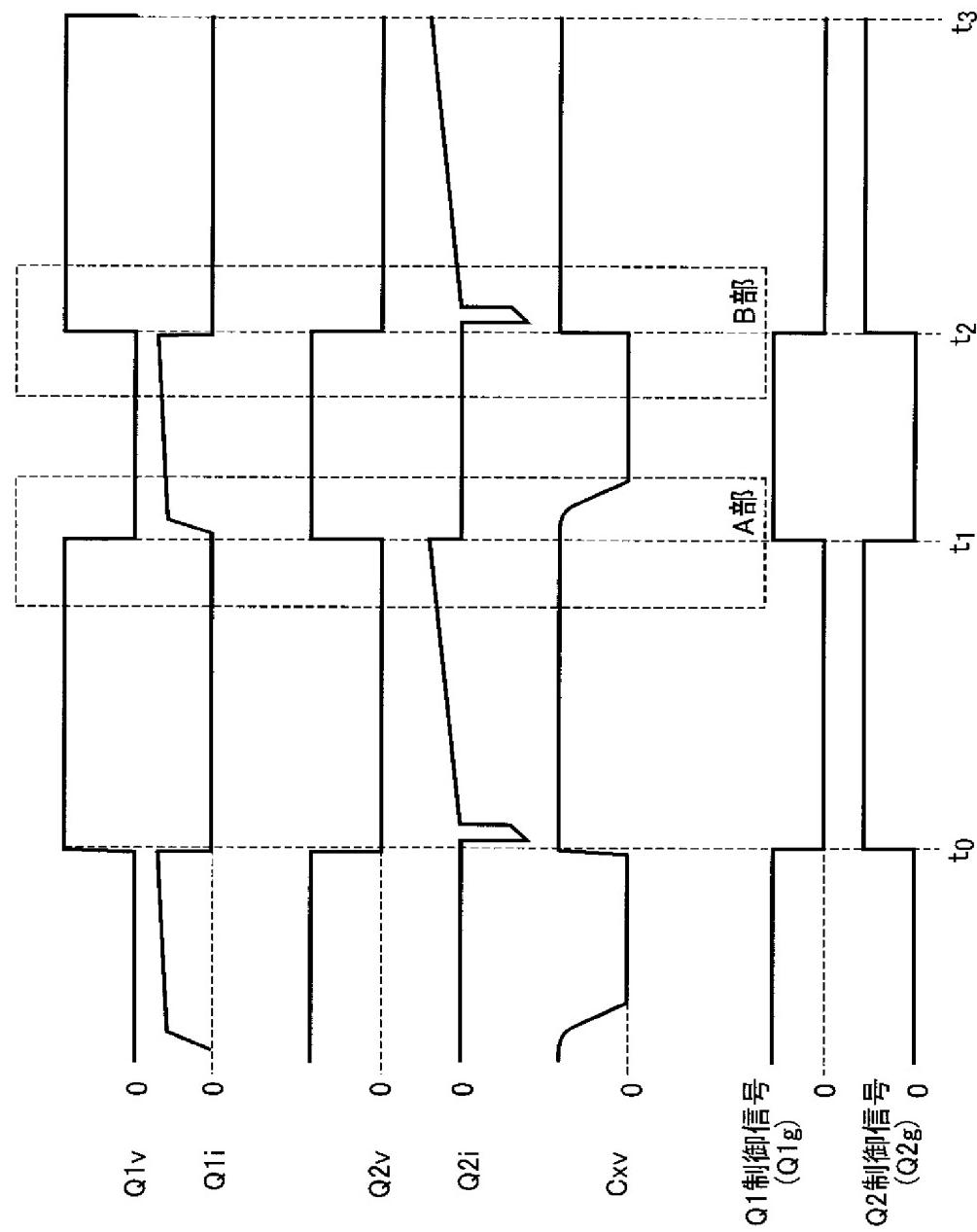
[図4]



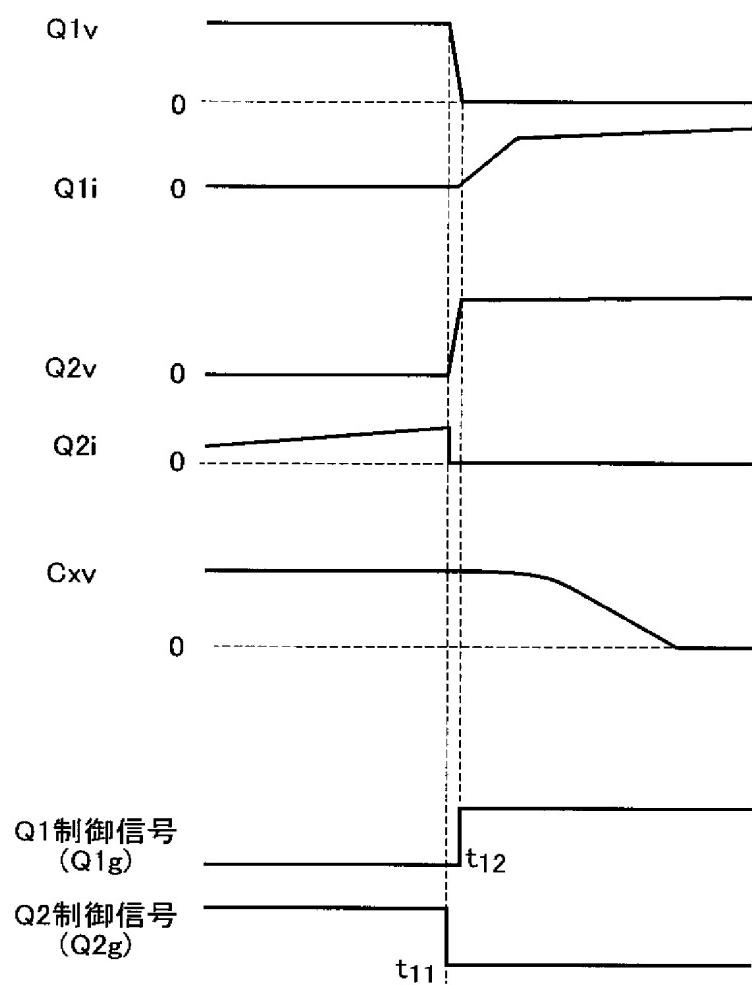
[図5]



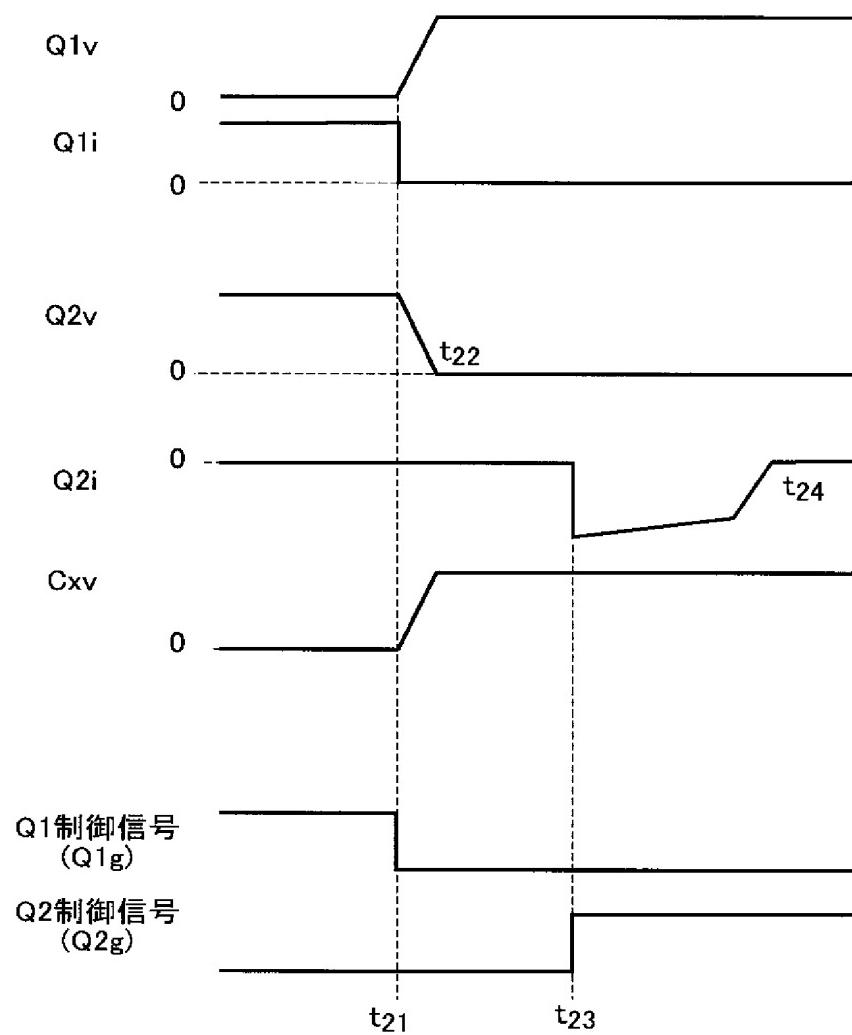
[図6]



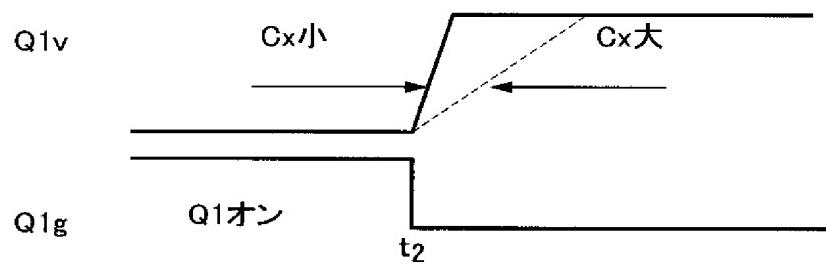
[図7]



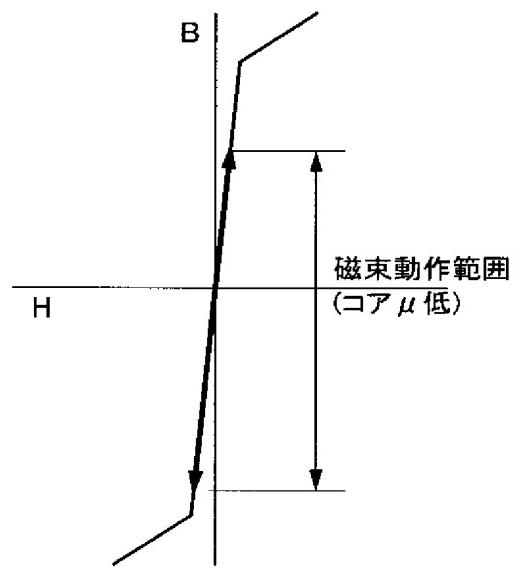
[図8]



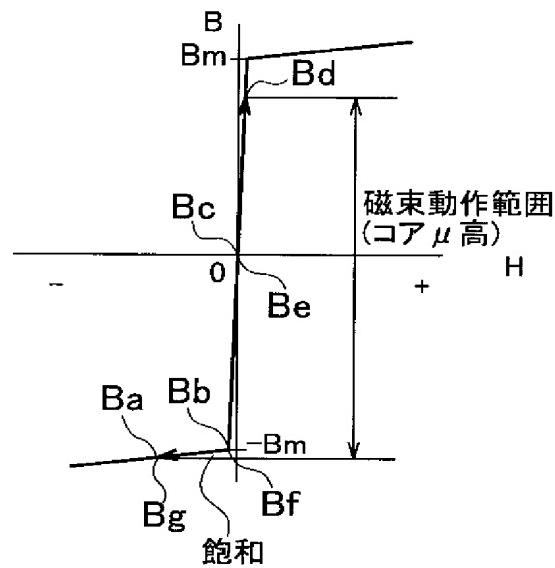
[図9]



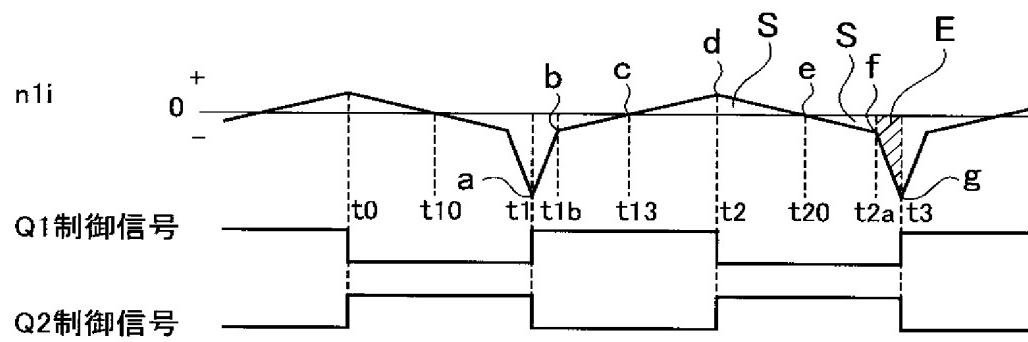
[図10]



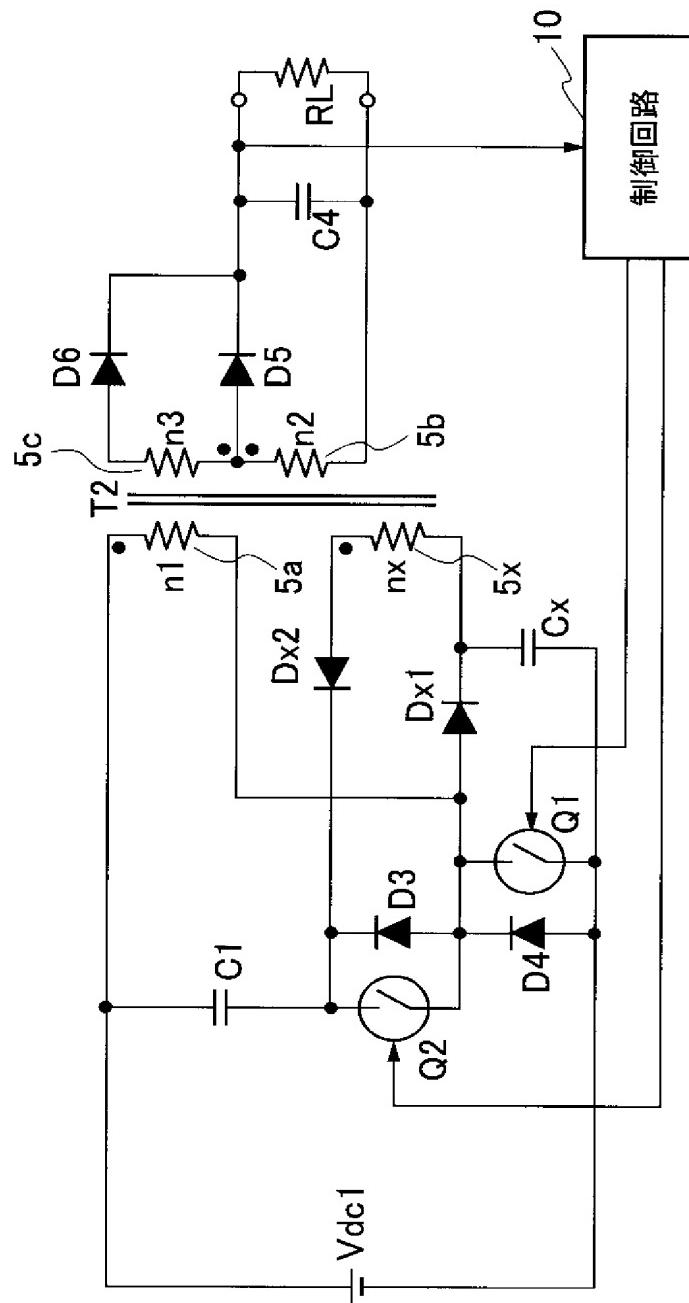
[図11]



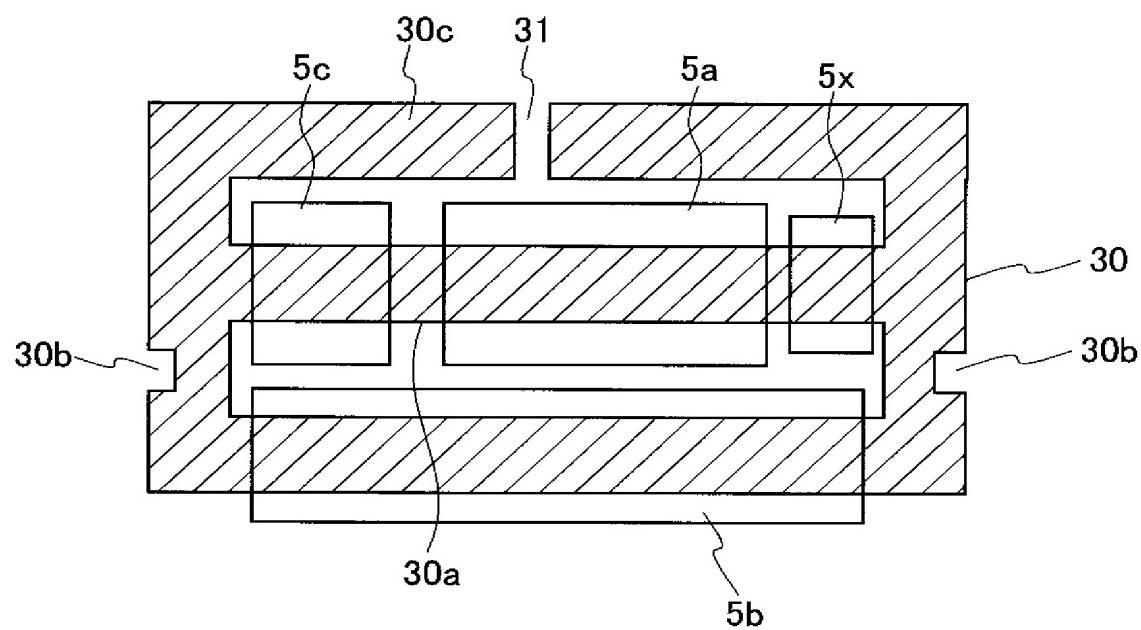
[図12]



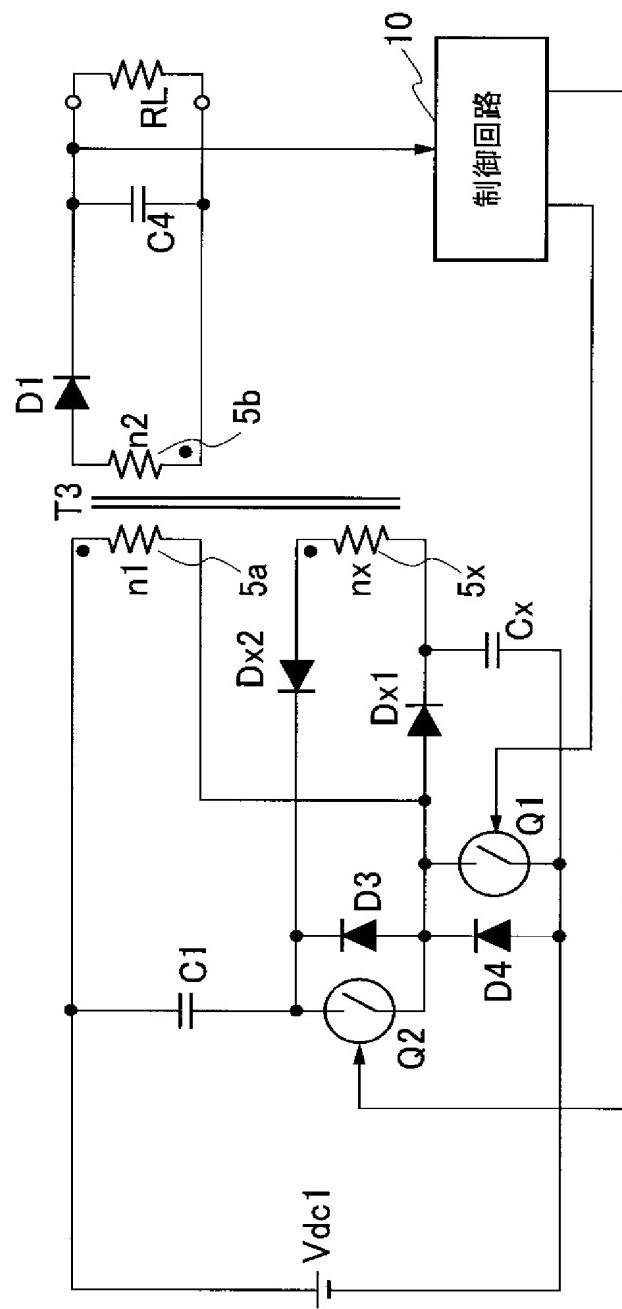
[図13]



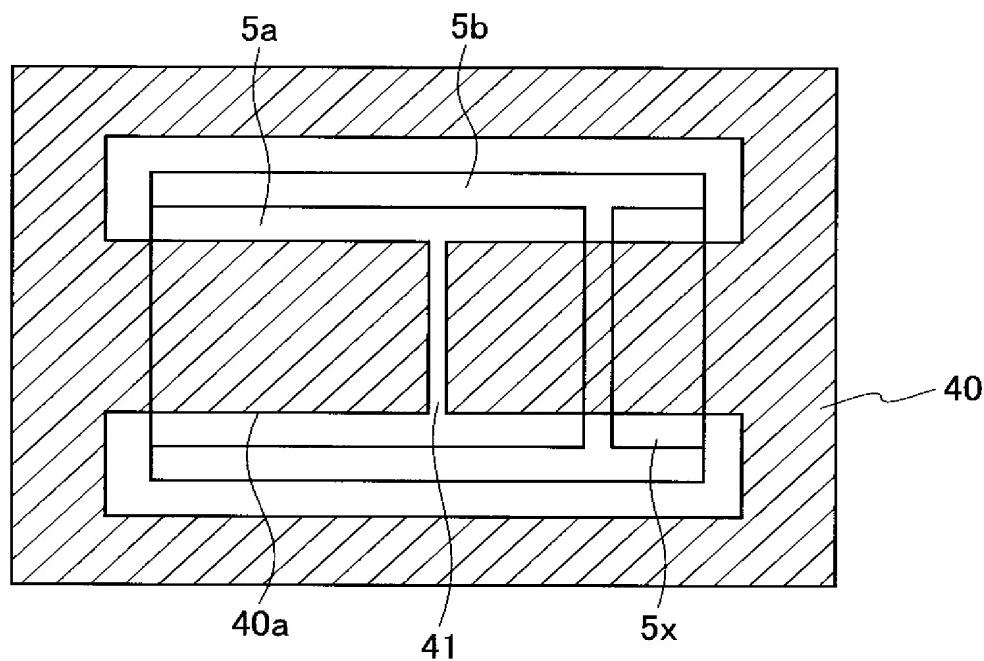
[図14]



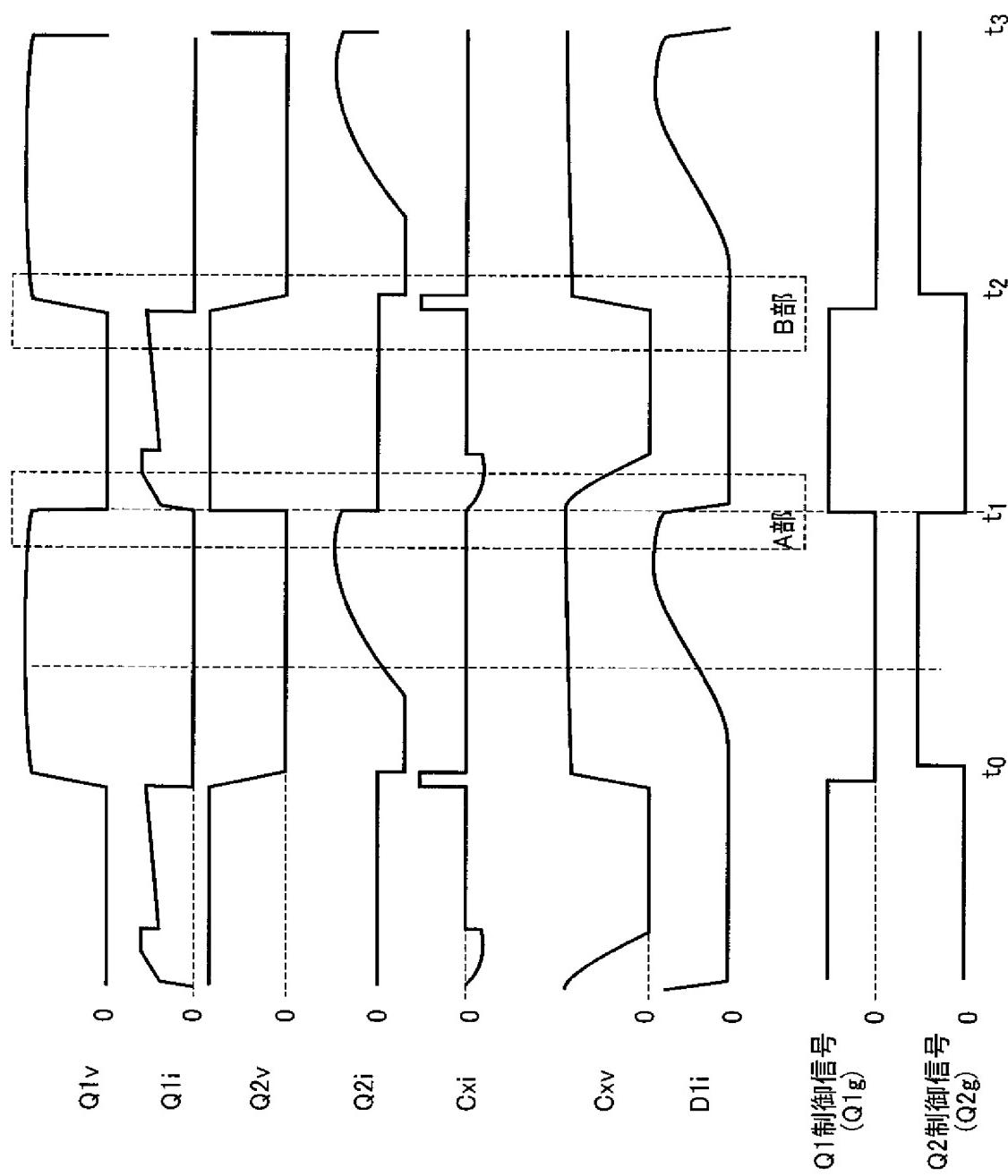
[図15]



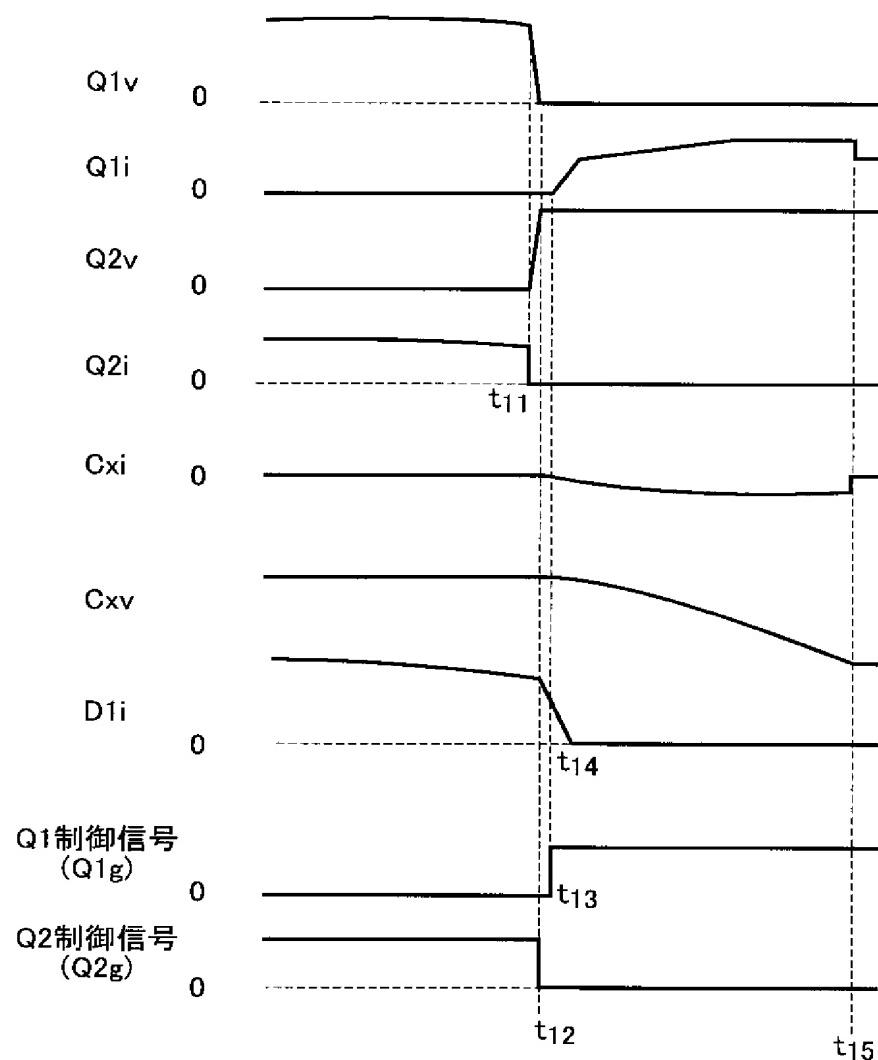
[図16]



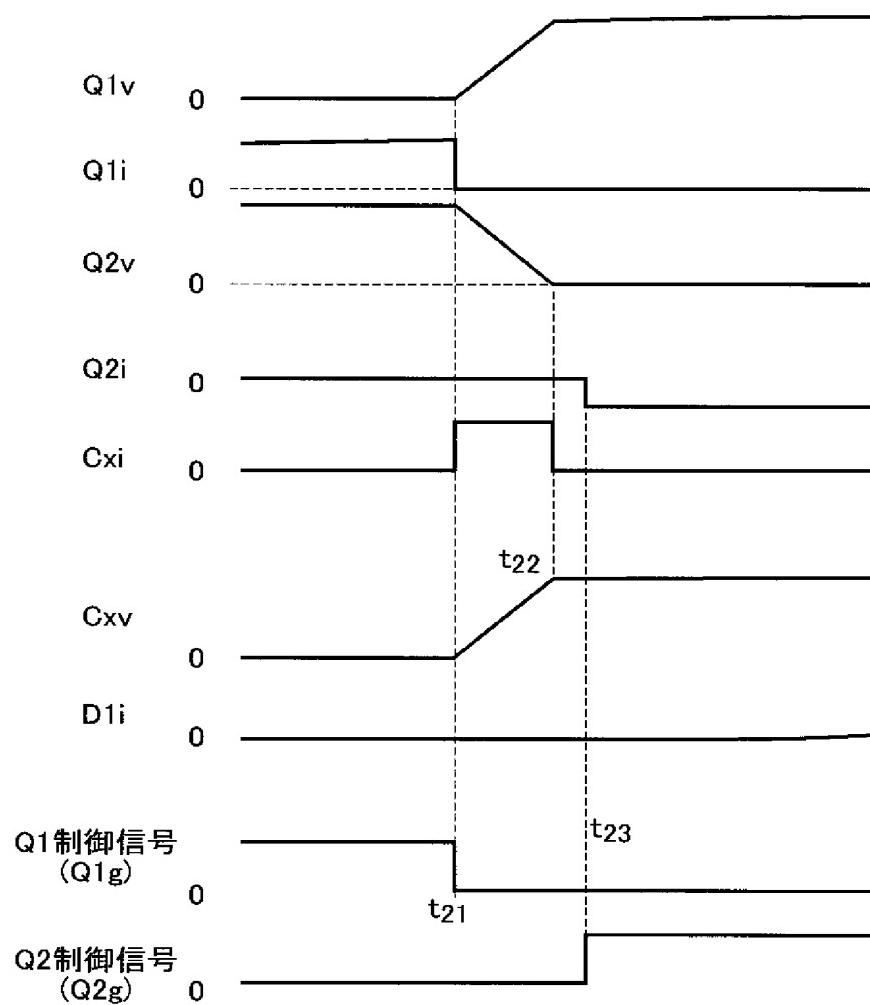
[図17]



[図18]



[図19]



# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/015714

**A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**  
Int.Cl<sup>7</sup> H02M3/28

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

**B. FIELDS SEARCHED**

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)  
Int.Cl<sup>7</sup> H02M3/28

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched  
 Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2005  
 Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2005 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2005

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

**C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT**

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 9-312973 A (Fuji Electric Co., Ltd.), 02 December, 1997 (02.12.97), Par Nos. [0019] to [0020]; Fig. 4 (Family: none)	1-8
A	JP 11-289763 A (Fuji Electric Co., Ltd.), 19 October, 1999 (19.10.99), Par Nos. [0011] to [0013]; Fig. 1 (Family: none)	1-8
A	JP 2000-184710 A (Sanken Electric Co., Ltd.), 30 June, 2000 (30.06.00), Par Nos. [0003] to [0004]; Fig. 5 (Family: none)	1-8

Further documents are listed in the continuation of Box C.

See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	"&" document member of the same patent family
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search  
24 January, 2005 (24.01.05)

Date of mailing of the international search report  
08 February, 2005 (08.02.05)

Name and mailing address of the ISA/  
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

## A. 発明の属する分野の分類(国際特許分類(IPC))

Int. C17 H02M 3/28

## B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料(国際特許分類(IPC))

Int. C17 H02M 3/28

## 最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1922-1996年  
 日本国公開実用新案公報 1971-2005年  
 日本国登録実用新案公報 1994-2005年  
 日本国実用新案登録公報 1996-2005年

## 国際調査で使用した電子データベース(データベースの名称、調査に使用した用語)

## C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP 9-312973 A (富士電機株式会社) 02.12.1997, 段落【0019】-【0020】，第4図 (ファミリーなし)	1-8
A	JP 11-289763 A (富士電機株式会社) 19.10.1999, 段落【0011】-【0013】，第1図 (ファミリーなし)	1-8
A	JP 2000-184710 A (サンケン電気株式会社) 30.06.2000, 段落【0003】-【0004】，第5図 (ファミリーなし)	1-8

 C欄の続きにも文献が列挙されている。 パテントファミリーに関する別紙を参照。

## \* 引用文献のカテゴリー

- 「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
- 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
- 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献(理由を付す)
- 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
- 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

## の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」同一パテントファミリー文献

## 国際調査を完了した日

24.01.2005

## 国際調査報告の発送日

08.2.2005

## 国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号 100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

## 特許庁審査官(権限のある職員)

桜田 正紀

3V 3328

電話番号 03-3581-1101 内線 3356